

日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

M. Matsumoto
4/10/01
064013
10f1
JC997 U.S. PTO
09/828861
04/10/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application:

2000年 4月19日

出願番号
Application Number:

特願2000-117369

出願人
Applicant(s):

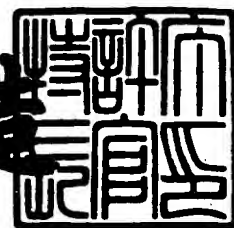
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 3月 2日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3012470

【書類名】 特許願

【整理番号】 53209312

【提出日】 平成12年 4月19日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/22

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

 【氏名】 松本 眞理子

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

 【氏名】 小野 茂

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100088812

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 ▲柳▼川 信

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 030982

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 携帯無線システム及びそれに用いる携帯無線装置並びにそれらに用いる周波数誤差推定方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算にCORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしたことを特徴とする携帯無線システム。

【請求項2】 前記逆正弦の計算をする際に $\pm\pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項1記載の携帯無線システム。

【請求項3】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号のI, Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1.0$$

$$\text{phase} = \pi / 2$$

とし、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q < 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1.0$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i$$

$$\text{phase} = -(\pi / 2)$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項1または請求項2記載の携

帯無線システム。

【請求項4】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号の I , Q 成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = \pi$$

とし、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q < 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項1または請求項2記載の携帯無線システム。

【請求項5】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記算出手段で算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを前記携帯無線装置に有することを特徴とする携帯無線システム。

【請求項6】 前記2つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場

合に同一の位相であり、

前記算出手段は、前記2つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記2つのシンボルの位相差を算出するよう構成したことを特徴とする請求項5記載の携帯無線システム。

【請求項7】 前記周波数ズレ算出手段は、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm\pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項5または請求項6記載の携帯無線システム。

【請求項8】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号のI、Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i、CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_q

CORDIC_q = CORDIC_i * -1.0

phase = $\pi / 2$

とし、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q < 0.0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_q * -1.0

CORDIC_q = CORDIC_i

phase = - ($\pi / 2$)

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項7記載の携帯無線システム。

【請求項9】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号のI、Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i、CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

$\text{CORDIC}_i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC}_q > 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = \pi$$

とし、

$\text{CORDIC}_i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC}_q < 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 7 記載の携帯無線システム。

【請求項 10】 前記制御手段は、前記携帯無線装置が少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達さないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 5 から請求項 9 のいずれか記載の携帯無線システム。

【請求項 11】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した 2 つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記 2 つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記周波数ズレ算出手段で算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを前記携帯無線装置に有することを特徴とする携帯無線システム。

【請求項 12】 前記 2 つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であり、

前記算出手段は、前記2つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記2つのシンボルの位相差を算出するよう構成したことを特徴とする請求項11記載の携帯無線システム。

【請求項13】 前記周波数ズレ算出手段は、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm\pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項11または請求項12記載の携帯無線システム。

【請求項14】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号のI, Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1.0$$

$$\text{phase} = \pi / 2$$

とし、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q < 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1.0$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i$$

$$\text{phase} = -(\pi / 2)$$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項13記載の携帯無線システム。

【請求項15】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号のI, Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

$$\text{CORDIC } i = \text{CORDIC } i * -1$$

$$\text{CORDIC } q = \text{CORDIC } q * -1$$

$$\text{phase} = \pi$$

とし、

$\text{CORDIC } i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC } q < 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC } i = \text{CORDIC } i * -1$$

$$\text{CORDIC } q = \text{CORDIC } q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 13 記載の携帯無線システム。

【請求項 16】 前記制御手段は、前記携帯無線装置が少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達さないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 11 から請求項 15 のいずれか記載の携帯無線システム。

【請求項 17】 自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算に CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしたことを特徴とする携帯無線装置。

【請求項 18】 前記逆正弦の計算をする際に $\pm \pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項 17 記載の携帯無線装置。

【請求項 19】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号の I 、 Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を $\text{CORDIC } i$ 、 $\text{CORDIC } q$ とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

$\text{CORDIC } i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC } q > 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC } i = \text{CORDIC } q$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1.0$$

$$\text{phase} = \pi / 2$$

とし、

$\text{CORDIC}_i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC}_q < 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1.0$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i$$

$$\text{phase} = -(\pi / 2)$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項 17 または請求項 18 記載の携帯無線装置。

【請求項 20】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC_i , CORDIC_q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

$\text{CORDIC}_i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC}_q > 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = \pi$$

とし、

$\text{CORDIC}_i < 0.0$ かつ $\text{CORDIC}_q < 0.0$ の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項 17 または請求項 18 記載の携帯無線装置。

【請求項 21】 自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記算出手段で算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを有することを特徴とする携帯無線装置。

【請求項22】 前記2つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であり、

前記算出手段は、前記2つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記2つのシンボルの位相差を算出するよう構成したことを特徴とする請求項21記載の携帯無線装置。

【請求項23】 前記周波数ズレ算出手段は、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm\pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項21または請求項22記載の携帯無線装置。

【請求項24】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号のI, Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0.0かつCORDIC_q > 0.0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1.0$$

$$\text{phase} = \pi / 2$$

とし、

CORDIC_i < 0.0かつCORDIC_q < 0.0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1.0$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i$$

$$p h a s e = - (\pi / 2)$$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 2 3 記載の携帯無線装置

【請求項 2 5】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC_i, CORDIC_q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を p h a s e とした場合、前記 CORDIC の前段において、

CORDIC_i < 0. 0 かつ CORDIC_q > 0. 0 の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_i * -1$$

$$CORDIC_q = CORDIC_q * -1$$

$$p h a s e = \pi$$

とし、

CORDIC_i < 0. 0 かつ CORDIC_q < 0. 0 の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_i * -1$$

$$CORDIC_q = CORDIC_q * -1$$

$$p h a s e = -\pi$$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 2 3 記載の携帯無線装置

【請求項 2 6】 前記制御手段は、少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達さないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 2 1 から請求項 2 5 のいずれか記載の携帯無線装置。

【請求項 2 7】 自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した 2 つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段

で算出された位相差を前記 2 つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記周波数ズレ算出手段で算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを有することを特徴とする携帯無線装置。

【請求項 28】 前記 2 つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であり、

前記算出手段は、前記 2 つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記 2 つのシンボルの位相差を算出するよう構成したことを特徴とする請求項 27 記載の携帯無線装置。

【請求項 29】 前記周波数ズレ算出手段は、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm \pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項 27 または請求項 28 記載の携帯無線装置。

【請求項 30】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC_i, CORDIC_q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q > 0.0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_q

CORDIC_q = CORDIC_i * -1.0

phase = $\pi / 2$

とし、

CORDIC_i < 0.0 かつ CORDIC_q < 0.0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_q * -1.0

CORDIC_q = CORDIC_i

phase = - ($\pi / 2$)

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 2 9 記載の携帯無線装置

【請求項 3 1】 前記周波数ズレ算出手段は、位相を計算する信号の I、Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC_i、CORDIC_q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

CORDIC_i < 0. 0 かつ CORDIC_q > 0. 0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_i * -1

CORDIC_q = CORDIC_q * -1

phase = π

とし、

CORDIC_i < 0. 0 かつ CORDIC_q < 0. 0 の時に、

CORDIC_i = CORDIC_i * -1

CORDIC_q = CORDIC_q * -1

phase = $-\pi$

とする処理を行うよう構成したことを特徴とする請求項 2 9 記載の携帯無線装置

【請求項 3 2】 前記制御手段は、少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達さないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 2 7 から請求項 3 1 のいずれか記載の携帯無線装置。

【請求項 3 3】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法であって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算に CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしたこととを特徴とする周波数誤差推定方法。

【請求項 3 4】 前記逆正弦の計算をする際に $\pm \pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項 3 3 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 3 5】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC i, CORDIC q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

CORDIC i < 0. 0 かつ CORDIC q > 0. 0 の時に、

CORDIC i = CORDIC q

CORDIC q = CORDIC i * -1. 0

phase = $\pi / 2$

とし、

CORDIC i < 0. 0 かつ CORDIC q < 0. 0 の時に、

CORDIC i = CORDIC q * -1. 0

CORDIC q = CORDIC i

phase = - ($\pi / 2$)

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項 3 4 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 3 6】 前記周波数ズレの算出を行う際に、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC i, CORDIC q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を phase とした場合、前記 CORDIC の前段において、

CORDIC i < 0. 0 かつ CORDIC q > 0. 0 の時に、

CORDIC i = CORDIC i * -1

CORDIC q = CORDIC q * -1

phase = π

とし、

CORDIC i < 0. 0 かつ CORDIC q < 0. 0 の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項 3 4 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 3 7】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した 2 つのシンボルの位相差を算出するステップと、その算出された位相差を前記 2 つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出するステップと、算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行うステップとを前記携帯無線装置に有することを特徴とする周波数誤差推定方法。

【請求項 3 8】 前記 2 つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であり、

前記 2 つのシンボルの位相差を算出するステップは、前記 2 つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記 2 つのシンボルの位相差を算出するようにしたことを特徴とする請求項 3 7 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 3 9】 前記周波数ズレを算出するステップは、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm\pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項 3 7 または請求項 3 8 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 4 0】 前記周波数ズレを算出するステップは、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC_i , CORDIC_q とし、前記 CORDIC の計算においてタップ毎に角度を足

していった最終的に角度を出力する変数を $phase$ とした場合、前記CORDICの前段において、

$CORDIC_i < 0.0$ かつ $CORDIC_q > 0.0$ の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_q$$

$$CORDIC_q = CORDIC_i * -1.0$$

$$phase = \pi / 2$$

とし、

$CORDIC_i < 0.0$ かつ $CORDIC_q < 0.0$ の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_q * -1.0$$

$$CORDIC_q = CORDIC_i$$

$$phase = -(\pi / 2)$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項39記載の周波数誤差推定方法。

【請求項41】 前記周波数ズレを算出するステップは、位相を計算する信号のI、Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i、CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数を $phase$ とした場合、前記CORDICの前段において、

$CORDIC_i < 0.0$ かつ $CORDIC_q > 0.0$ の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_i * -1$$

$$CORDIC_q = CORDIC_q * -1$$

$$phase = \pi$$

とし、

$CORDIC_i < 0.0$ かつ $CORDIC_q < 0.0$ の時に、

$$CORDIC_i = CORDIC_i * -1$$

$$CORDIC_q = CORDIC_q * -1$$

$$phase = -\pi$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項39記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 4 2】 前記インターバルの制御を行うステップは、前記携帯無線装置が少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達さないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 3 7 から請求項 4 1 のいずれか記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 4 3】 携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した 2 つのシンボルの位相差を算出するステップと、その算出された位相差を前記 2 つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出するステップと、この算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行うステップとを前記携帯無線装置に有することを特徴とする周波数誤差推定方法。

【請求項 4 4】 前記 2 つのシンボルは、前記内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であり、

前記 2 つのシンボルの位相差を算出するステップは、前記 2 つのシンボルのうちの一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けることで前記 2 つのシンボルの位相差を算出するようにしたことを特徴とする請求項 4 3 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 4 5】 前記周波数ズレを算出するステップは、CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いて逆正弦の計算をする際に $\pm \pi$ の範囲の計算を行うようにしたことを特徴とする請求項 4 3 または請求項 4 4 記載の周波数誤差推定方法。

【請求項 4 6】 前記周波数ズレを算出するステップは、位相を計算する信号の I, Q 成分を代入して前記 CORDIC の計算に用いる変数を CORDIC

i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0. 0かつCORDIC_q > 0. 0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1. 0$$

$$\text{phase} = \pi / 2$$

とし、

CORDIC_i < 0. 0かつCORDIC_q < 0. 0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1. 0$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i$$

$$\text{phase} = -(\pi / 2)$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項45記載の周波数誤差推定方法。

【請求項47】 前記周波数ズレを算出するステップは、位相を計算する信号のI, Q成分を代入して前記CORDICの計算に用いる変数をCORDIC_i, CORDIC_qとし、前記CORDICの計算においてタップ毎に角度を足していった最終的に角度を出力する変数をphaseとした場合、前記CORDICの前段において、

CORDIC_i < 0. 0かつCORDIC_q > 0. 0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = \pi$$

とし、

CORDIC_i < 0. 0かつCORDIC_q < 0. 0の時に、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_i * -1$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_q * -1$$

$$\text{phase} = -\pi$$

とする処理を行うようにしたことを特徴とする請求項45記載の周波数誤差推定

方法。

【請求項 4 8】 前記インターバルの制御を行うステップは、前記携帯無線装置が少なくとも復号の失敗やパイロットの未検出、及び電力が一定レベルに達しないことから同期はずれを検出した時に前記インターバルを予め定めた最小値に設定するよう制御することを特徴とする請求項 4 3 から請求項 4 7 のいずれか記載の周波数誤差推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は携帯無線システム及びそれに用いる携帯無線装置並びにそれらに用いる周波数誤差推定方法に関し、特に携帯無線装置の自動周波数制御（AFC : Automatic Frequency Control）における周波数誤差推定方法に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

従来、QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）やWCDMA（Wideband Code Division Multiple Access）等を用いたシステムの携帯電話である携帯無線装置（移動局）においては、装置の内蔵発振器（移動局発振器）として、価格を低減するために安価で精度の落ちるものを用いることが多い。

【0 0 0 3】

そのため、移動局内では内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られてくる受信波を基準にして検出し、内蔵発振器にフィードバックすることによって、内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御（AFC : Automatic Frequency Control）が行われている。

【0 0 0 4】

また、消費電力や回路規模を低減するためには、CORDIC（Coordinate Rotation Digital Computation）のような方法が適している。

【 0 0 0 5 】

特開平 0 8 - 3 0 7 1 5 7 号公報には、同相信号 $I(n)$ とクワッドラチャ信号 $Q(n)$ とからラジラス値と位相値を決定する回路において、CORDIC アルゴリズムを使用し、初期の同相信号とクワッドラチャ信号とに基づいて位相値とラジラス値とを繰り返し概算する方法が開示されている。

【 0 0 0 6 】

【発明が解決しようとする課題】

上記の携帯無線装置（移動局）において、装置の内蔵発振器は価格を低減するために安価で精度の落ちるものを用いることが多いので、自動周波数制御が必要である。このとき、周波数ズレの算出は以下のように行われる。

【 0 0 0 7 】

基地局において変調されたパイロット信号等の既知のデータを受信し、内蔵発振器から生成したタイミングで取り出した 2 つのシンボルの一方のシンボルに、もう一方のシンボルの複素共役を掛けた結果の位相は 2 つのシンボルの位相差であるが、その既知の信号の 2 つのシンボルが内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であるような信号である時、その算出した位相ズレを 2 つの信号のインターバルで割ることによって、内蔵発振器の周波数ズレの算出が行われる。

【 0 0 0 8 】

上述した従来の周波数誤差推定方法では、位相ズレの算出の \tan^{-1} (Arc Tangent : 逆正弦) の計算に、既存の方法である CORDIC を用いる場合、 $\pm \pi / 2$ しか検出することができない。

【 0 0 0 9 】

無線移動体装置においては消費電力及び大きさを小さくすることが重要であるので、無線移動体装置において CORDIC 等の位相算出器を用いる場合に、CORDIC のタップ数を少なくするため、位相ズレの算出に誤差が出る。

【 0 0 1 0 】

この算出された位相ズレから周波数ズレを計算する際、位相ズレの検出に用いた 2 つのシンボルの位相差をインターバルで割ることから、シンボルのインターバルが長くなれば、位相検出誤差は一定でも、周波数検出誤差は小さくなる。

【 0 0 1 1 】

しかしながら、インターバルを最初から長くしていたのでは、周波数ズレが十分に大きく、位相ズレの絶対値が π より大きくなる場合に、正しく周波数ズレを検出することができない。

【 0 0 1 2 】

そこで、本発明の目的は上記の問題点を解消し、少ないタップ数でかつ周波数誤差を小さくすることができ、大きな周波数誤差に対応することができる携帯無線システム及びそれに用いる携帯無線装置並びにそれらに用いる周波数誤差推定方法を提供することにある。

【 0 0 1 3 】

【課題を解決するための手段】

本発明による携帯無線システムは、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算にCORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしている。

【 0 0 1 4 】

本発明による他の携帯無線システムは、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記算出手段で算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを前記携帯無線装置に備えている。

【 0 0 1 5 】

本発明による別の携帯無線システムは、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムであって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記周波数ズレ算出手段で算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを前記携帯無線装置に備えている。

【 0 0 1 6 】

本発明による携帯無線装置は、自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算にCORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしている。

【 0 0 1 7 】

本発明による他の携帯無線装置は、自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記算出手段で算出され

た位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを備えている。

【 0 0 1 8 】

本発明による別の携帯無線装置は、自装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線装置であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出する算出手段と、前記算出手段で算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出する周波数ズレ算出手段と、前記周波数ズレ算出手段で算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行う制御手段とを備えている。

【 0 0 1 9 】

本発明による周波数誤差推定方法は、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法であって、前記自動周波数制御における逆正弦の計算にCORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いるようにしている。

【 0 0 2 0 】

本発明による他の周波数誤差推定方法は、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法で

あって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出するステップと、その算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出するステップと、算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時に前記インターバルを広げかつ当該位相差が前記設定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行うステップとを前記携帯無線装置に備えている。

【0021】

本発明による別の周波数誤差推定方法は、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ前記周波数ズレを前記内蔵発振器にフィードバックすることで前記内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムの周波数誤差推定方法であって、

前記内蔵発振器で生成したタイミングを基に前記基地局で変調された既知データから取り出した2つのシンボルの位相差を算出するステップと、その算出された位相差を前記2つのシンボルのインターバルで割ることで前記内蔵発振器の周波数ズレを算出するステップと、この算出された周波数ズレの値が予め定めた所定値より小さいことを予め設定した回数連続して算出した時に前記インターバルを広げかつ前記周波数ズレの値が前記所定値より大きい時に前記インターバルを縮める制御を行うステップとを前記携帯無線装置に備えている。

【0022】

すなわち、本発明の周波数誤差推定方法は、価格を低減するために装置の内蔵発振器として安価で精度の落ちるものを用いることが多いため、移動局内では内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準にして検出し、内蔵発振器にフィードバックすることによって、内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御（AFC: Automatic Frequency Control）が行われる携帯電話等の携帯無線装置（移動局）に用いられる。

【0023】

この自動周波数制御における周波数ズレの算出は、基地局において変調されたパイロット信号等の既知のデータを受信し、内蔵発振器から生成したタイミングで取り出した2つのシンボルの一方のシンボルに、もう一方のシンボルの複素共役を掛けた結果の位相が2つのシンボルの位相差であるが、その既知の信号の2つのシンボルが内蔵発振器の周波数が正しい場合に同一の位相であるような信号である時、その算出した位相ズレを2つの信号のインターバルで割ることによって内蔵発振器の周波数ズレを算出することで行われている。

【0024】

このとき、位相ズレの算出の \tan^{-1} (ArcTangent : 逆正弦) の計算に、既存の方法であるCORDIC (Coordinate Rotation Digital Computation) を用いる場合、 $\pm\pi/2$ しか検出することができないが、本発明では簡単な回路または処理を付加するだけで、 $\pm\pi$ の範囲の算出を可能としている。

【0025】

無線移動体装置においては消費電力及び大きさを小さくすることが重要であるが、無線移動体装置においてCORDIC等の位相算出器を用いる場合、CORDICのタップ数を少なくするため、位相ズレの算出に誤差が出る。

【0026】

この算出された位相ズレから周波数ズレを計算する際、位相ズレの検出に用いた2つのシンボルの位相差をインターバルで割ることから、シンボルのインターバルが長くなれば、位相検出誤差は一定でも、周波数検出誤差は小さくなる。

【0027】

しかしながら、インターバルを最初から長くしていたのでは周波数ズレが十分に大きく、位相ズレの絶対値が π より大きくなる場合に、正しく周波数ズレを検出することができない。

【0028】

そこで、自動周波数制御がそもそも持っている、フィードバックをかけることによって周波数ズレを小さくしてゆくという性質を利用し、周波数誤差が大きければ周波数誤差検出に用いる2つの信号のインターバルを短くし、周波数誤差が

小さくなってくるとインターバルを長くするように制御することによって、少ないタップ数でかつ周波数誤差を小さくすることが可能となり、大きな周波数誤差に対応することが可能となる。これによって、安価で低消費電力の装置を実現することが可能となる。尚、基地局の周波数精度は厳しい規格で規定されているので、複数の基地局間での周波数ずれは小さく、上記の制御に影響を与えるものではない。

【 0 0 2 9 】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施例について図面を参照して説明する。図 1 は本発明の一実施例による携帯無線システムの構成を示すブロック図である。図 1 において、本発明の一実施例による携帯無線システムは基地局 1 と移動局 2 とから構成されている。

【 0 0 3 0 】

基地局 1 は基地局信号処理部 1 1 と、D/A（デジタル/アナログ）コンバータ 1 2 と、基地局無線部 1 3 と、基地局 PLL（Phase Locked Loop）部 1 4 と、安定度の高い基地局発振器 1 5 と、基地局アンテナ 1 6 とから構成されている。

【 0 0 3 1 】

移動局 2 は移動局アンテナ 2 0 と、移動局無線部 2 1 と、A/D（アナログ/デジタル）コンバータ 2 2 と、移動局 PLL 部 2 3 と、移動局発振器 2 4 と、LPF（Low pass filter）2 5 と、AFCD/A 2 6 と、信号処理部 2 7 と、CPU 等で構成される制御部 3 2 と、スピーカ等の出力部（図示せず）とから構成されている。

【 0 0 3 2 】

信号処理部 2 7 は DSP（Digital Signal Processor）やゲートアレイ、及びスタンダードセル等で構成され、同期検出部 2 8 と、移動局データ処理部 2 9 と、積分器 3 0 と、周波数ズレ検出部 3 1 とから構成されている。

【 0 0 3 3 】

基地局 1 において、信号 1 1 1 は基地局信号処理部 1 1 で信号処理され、Q P S K (Q u a d r i p h a s e P h a s e S h i f t K e y i n g) 変調されたデジタル信号 1 1 2 は D / A コンバータ 1 2 でアナログ信号 1 1 3 に変換された後、基地局無線部 1 3 で直行変調及び回線周波数にアップコンバージョンされ (1 1 8) 、基地局アンテナ 1 6 から送信される。

【 0 0 3 4 】

この時、基地局信号処理部 1 1 と D / A コンバータ 1 2 と基地局無線部 1 3 とで用いられるクロックは安定度の高い基地局発振器 1 5 で発信した信号 1 1 7 を、各部のクロック周波数に合うように基地局 P L L 部 1 4 で周波数変換したクロック 1 1 4 , 1 1 5 , 1 1 6 である。

【 0 0 3 5 】

基地局アンテナ 1 6 から送信された電波は移動局アンテナ 2 0 で受信され、信号 1 2 1 として移動無線部 2 1 に送られる。移動局無線部 2 1 で回線周波数からのダウンコンバージョン及び直行復調された Q P S K アナログ信号 1 2 2 は A / D コンバータ 2 2 によって Q P S K デジタル信号 1 2 3 に変換され、信号処理部 2 7 の同期検出部 2 8 に入力される。

【 0 0 3 6 】

移動局 P L L 部 2 3 は移動局発振器 2 4 からの発信信号 1 2 8 を周波数変換し、クロック 1 2 4 , 1 2 5 , 1 2 6 , 1 2 7 を移動局無線部 2 1 、 A / D コンバータ 2 2 、信号処理部 2 7 、 A F C D / A 2 6 にそれぞれ提供している。

【 0 0 3 7 】

同期検出部 2 8 で検出された同期検出情報は制御線 1 3 4 によって制御部 3 2 に送られた後、同期検出部 2 8 をそのまま通過した Q P S K デジタル信号 1 2 3 であるデータ 1 3 6 は移動局データ処理部 2 9 に入力される。

【 0 0 3 8 】

移動局データ処理部 2 9 は受信したデータ 1 3 6 を Q P S K 復調し、音声やデータ等の信号を取り出して復号処理等を行い、出力部に信号 1 3 2 を渡す。また、移動局データ処理部 2 9 は同期検出部 2 8 からのデータ 1 3 6 (Q P S K デジタル信号) から A F C で用いるための既知の Q P S K 信号 1 3 3 を取り出して

周波数ズレ検出部 3 1 に渡す。

【 0 0 3 9 】

周波数ズレ検出部 3 1 は既知の Q P S K 信号 1 3 3 及び移動局発振器 2 4 から移動局 P L L 部 2 3 を介して送られてくるクロック 1 2 6 を用いて移動局発振器 2 4 の周波数ズレを検出し、周波数ズレ 1 3 5 を積分器 3 0 に送る。

【 0 0 4 0 】

積分器 3 0 はその都度算出された周波数ズレの値を積分し、 $A F C D / A 2 6$ にデジタル信号 1 3 1 として渡す。このデジタル信号 1 3 1 が $A F C D / A 2 6$ で変換されたアナログ信号 1 3 0 は L P F 2 5 を通って移動局発振器 2 4 の A F C ポートに周波数ズレ信号 1 2 9 として入力される。

【 0 0 4 1 】

移動局発振器 2 4 は A F C ポートに入力された周波数ズレ信号 1 2 9 によって発信周波数を調節する。ここで、基地局発振器 1 5 は移動局発振器 2 5 に比べてより正確な周波数の信号を生成している。

【 0 0 4 2 】

図 2 は本発明の一実施例における伝送フォーマットを示す模式図である。この図 2 を参照して本発明の一実施例の動作について説明する。

【 0 0 4 3 】

図 2 (a) における受信した既知の Q P S K 信号 D 1 , D 2 , … は、基地局発振器 1 5 で生成される発信信号に基づいて生成されるタイミングで作られており、その周波数は移動局発振器 2 4 より正確である。

【 0 0 4 4 】

一方、A F C に用いるシンボルタイミング 1 , 2 は、移動局発振器 2 4 で生成される発信信号に基づいて生成されるタイミングであるため、周波数ズレが生じている。この周波数ズレを算出する。ここでは、既知の Q P S K 信号が移動局発振器 2 4 の周波数と基地局発振器 1 5 の周波数とが合っている時に、同一の値であるとする。

【 0 0 4 5 】

この時、移動局発振器 2 4 から生成される A F C に用いるシンボルタイミング

1 [図2 (a) 参照] で取り出した2つのシンボルに、一方のシンボルにもう一方のシンボルの複素共役を掛けたベクトル (conj I1, conj Q1) は、図2 (d) のようになり、その位相は2つのシンボルの位相差となり、図2 (b) の $\Delta \theta$ の値である。この $\Delta \theta$ は周波数ズレ Δf が2つのシンボルのインターバルTの間に生じさせた位相ズレである。

【0046】

したがって、図2 (a) のAFCに用いるシンボルタイミング2ではインターバルが $T * 2$ であるため、現れる位相ズレも $\Delta \theta * 2$ となる [図2 (c) 及び図2 (e) 参照]。よって、周波数ズレ Δf は、

$$\begin{aligned} \Delta f &= \Delta \theta / 2\pi * \text{Interval} \\ &= (1 / 2\pi * \text{Interval}) \\ &\quad * \tan^{-1} (\text{conj Q} / \text{conj I}) \quad \dots\dots (1) \end{aligned}$$

という式で表される。この(1)式に示すように、算出した位相ズレ $\Delta \theta$ を2つの信号のインターバルで割ることによって、移動局発振器24の周波数ズレ Δf を算出することができる。

【0047】

図3は本発明の一実施例における信号処理を示すフローチャートである。この図3を参照して本発明の一実施例の動作について説明する。ここで、図3に示す信号処理は(1)式における \tan^{-1} (ArcTangent: 逆正弦) の計算にCORDICを用い、かつ $\pm (\pi/2)$ rotate (位相回転、 $\pi = 180$ 度) を用いることによって、 $\pm \pi$ の範囲で \tan^{-1} の計算を可能にした例を示している。

【0048】

入力信号conj I, cong Qを計算に用いるCORDICi, CORDICqに代入し、タップ(tap)数のカウントに用いる変数k及び位相の計算に用いるphaseの値を初期化し、borderの値に $\sin(S[\text{tap数}])$ をセットする(図3ステップS1)。この時、 $S[k] = \tan^{-1}(2^{-k})$ であり、タップ数は予め定めた値である。

【0049】

次に、CORDIC_iが負の数の場合（CORDIC_i<0.0）（図3ステップS2）には、計算したい位相の絶対値は $\pi/2$ 以上であるから、CORDIC_qが正の値か負の値かを調べる（図3ステップS3）。

【0050】

CORDIC_qが正の場合（CORDIC_q>0.0）には、（CORDIC_i, CORDIC_q）で示される信号の位相を $-(\pi/2)$ 回転し、phaseに $+(\pi/2)$ を代入する（図3ステップS5）。CORDIC_qが負の場合（CORDIC_q<0.0）には、（CORDIC_i, CORDIC_q）で示される信号の位相を $+(\pi/2)$ 回転し、phaseに $-(\pi/2)$ を代入する（図3ステップS4）。

【0051】

このとき、位相の $-(\pi/2)$ 回転は、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q \quad \dots\dots (2)$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i * -1.0 \quad \dots\dots (3)$$

という簡単な式で実現することができる。

【0052】

また、位相の $+(\pi/2)$ 回転は、

$$\text{CORDIC}_i = \text{CORDIC}_q * -1.0 \quad \dots\dots (4)$$

$$\text{CORDIC}_q = \text{CORDIC}_i \quad \dots\dots (5)$$

という簡単な式で実現することができる。

【0053】

これらの式はCORDIC_i、CORDIC_qの信号を入れ替えて符号を反転するだけであるから、きわめて簡単なハードウェアで実現することができる。分かる。

【0054】

その後、CORDICの方法に基づいて、約 $\pm(\pi/2)$ の範囲内の位相の計算を行うことによって、結果として、約 $\pm\pi$ の位相の \tan^{-1} の計算を実現する。CORDICの方法は、

【数 1】

$$\begin{bmatrix} \text{CORDIC}_i \\ \text{CORDIC}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos(\theta_k)} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) D_k \sin(\theta_k) \\ -D_k \sin(\theta_k) \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{CORDIC}_i \\ \text{CORDIC}_q \end{bmatrix}$$

$$\theta_k = \tan^{-1}(2^{-k})$$

..... (6)

$$D_k = 1 \quad [I_{in,k} < 0]$$

$$D_k = -1 \quad [I_{out,k} \geq 0] \quad \text{..... (7)}$$

$$\text{phase} = -1 * \sum D_k * \theta_k \quad \text{..... (8)}$$

という式で表される。ここで、(8)式の Σ は $k=1 \sim \text{tap}$ の総和である。これらの(6)式～(8)式で表される処理は図3のステップS6, S7, S8, S9の処理である。

【0055】

(6)式～(8)式で表される処理動作を説明すると、CORDIC_qが正の値の場合(CORDIC_q>0.0)(図3ステップS7)には、信号の位相を $-[2^{-k} * (\pi/4)]$ 回転し、phaseに $[2^{-k} * (\pi/4)]$ を加える(図3ステップS8)。

【0056】

CORDIC_qが負の場合(CORDIC_q<0.0)(図3ステップS7)には、信号の位相を $+ [2^{-k} * (\pi/4)]$ 回転し、phaseに $- [2^{-k} * (\pi/4)]$ を加える(図3ステップS9)。それをタップ数回繰り返す(図3ステップS6～S10)ことによって、約 $\pm(\pi/2)$ の範囲内の位相の \tan^{-1} の計算を行うことができる。

【0057】

また、CORDIC_qの絶対値が、borderの値より小さい場合、予め定めたタップ回数によって得られる誤差をすでに満たしているため、計算を途中で打ち切ってphaseの値を出力する(図3ステップS10)。

【0058】

これはよけいな計算を省いて消費電力を削減するための工夫である。この時、

算出された $phase$ の値は (1) 式における位相ズレ $\Delta \theta$ の値となる ($\Delta \theta = phase$) (図3ステップS11)。

【0059】

図4は本発明の一実施例における制御を示すフローチャートである。この図4を参照して本発明の一実施例の動作について説明する。

【0060】

AFC動作開始時には、通常、移動局2の電源ON時である。移動局発振器24は温度特性経年劣化等の影響で周波数がズレている。移動局2の制御部32は最初に $Interval$ (図2に示すインターバルT) の値に、予め定めたインターバルの最小値 T_{MIN} を設定する (図4ステップS21)。この最小値 T_{MIN} は無線システムのシンボルレート等で決まる。

【0061】

これは周波数ズレ算出の際に用いる \tan^{-1} の計算が、 $\pm \pi$ の範囲内しか計算できないため、(1) 式より算出しようとする周波数ズレ Δf が $-(1/2 * interval) < \Delta f < (1/2 * interval)$ [Hz] の範囲外になる場合、位相ズレ $\Delta \theta$ が $-\pi < \Delta \theta < \pi$ の範囲外となり、誤って周波数ズレ Δf を算出してしまうことを避けるため、最も周波数ズレ Δf が大きいと考えられる AFC動作開始時に、 $Interval$ として最も小さい値を設定する。

【0062】

次に、位相ズレ ($\Delta \theta$) 検出を行う。これは、上述した図2及び図3と(1)式とに示す方法を用いる。つまり、受信した既知のQPSK信号を移動局発振器24から生成したクロックで、 $Interval$ の区間あけて取り出した2つのシンボルの片方を複素共役にして掛け合わせ (図2参照)、掛け合わせた信号の位相をCORDICを用いて算出し (図3参照)、更に(1)式によって周波数ズレ Δf を計算する。

【0063】

その後、積分器30を通して移動局発振器24にAFCを掛ける (図4ステップS22)。算出した位相ズレ $\Delta \theta$ の絶対値が $[(\pi/2) - \alpha]$ より小さいかどうかを検出する ($|\Delta \theta| < (\pi/2) - \alpha$) (図4ステップS23)。

【0064】

この時、 α はIntervalを2倍にしても、次に検出される位相ズレ $\Delta\theta$ の値が $\pm\pi$ の範囲を出ることがないように、周波数ズレ Δf の値の変動を加味して予め定めたマージンである。

【0065】

位相ズレ $\Delta\theta$ の絶対値が $[(\pi/2) - \alpha]$ より小さくかつIntervalの値が予め定めたIntervalの最大値である T_{MAX} でない場合（図4ステップS24）には、2を掛けてIntervalを広げる（図4ステップS25）。この最大値 T_{MAX} の値は電波の伝搬路の状態等によってIntervalを大きくしすぎると、周波数検出を誤る場合があることを加味して決められるものである。

【0066】

位相ズレ $\Delta\theta$ の絶対値が $[(\pi/2) - \alpha]$ 以上の場合には、更に $\pi - \beta$ より大きく（ $|\Delta\theta| > \pi - \beta$ ）（図4ステップS26）、かつIntervalの値が最小値 T_{MIN} でない場合（図4ステップS27）、Intervalの値を半分にする（図4ステップS28）。この時、 β は位相の算出において $\pm\pi$ の範囲内でしか正しい計算ができないため、入力された位相が π より大きい値であって、今計算している位相ズレ $\Delta\theta$ の値の絶対値が誤った計算によって得られる可能性を判定するために、予め定めたマージンである。

【0067】

この動作を繰り返すことによって、AFC開始時にまだ移動局発振器24の周波数ズレ Δf が大きい時から、AFC動作によって周波数ズレ Δf が減ってきた場合に合わせて、Intervalを大きくしてゆくことができる。

【0068】

図3に示すCORDICによって生じる位相ズレ $\Delta\theta$ の算出時の量子化誤差の絶対値の最大は、 $[2^{-tap} * (\pi/4)]$ と考えられる（ $tap = tap$ 数）。移動局2においては消費電力削減のためにタップ数を減らしたいが、タップ数を減らすと量子化誤差が増えることになる。

【0069】

しかしながら、(1)式から周波数ズレ Δf は、

$$\Delta f = \Delta \theta / 2\pi * \text{Interval}$$

であるから、位相ズレ $\Delta \theta$ の量子化誤差の周波数ズレ Δf に対する影響もまた、Intervalを大きくすることによって、減らせることが分かる。

【0070】

上述したように、本発明の一実施例によって、少ないタップ数で、大きい周波数ズレ Δf に対応することができ、かつ精度の良いAFCをかけることができる。

【0071】

図5は本発明の一実施例における制御を示すフローチャートである。この図5を参照して本発明の一実施例の制御動作について説明する。

【0072】

AFC動作開始時には、通常、移動局2の電源ON時である。移動局発振器24は温度特性軽年劣化等の影響で周波数がズレている。移動局2の制御部32は最初にInterval(図2に示すインターバルT)の値に、予め定めたインターバルの最小値 T_{MIN} を設定する。この最小値 T_{MIN} は無線システムのシンボルレート等で決まる。

【0073】

これは周波数ズレ(Δf)算出の際に用いる \tan^{-1} の計算が $\pm\pi$ の範囲内しか計算できないため、算出しようとする周波数ズレ Δf が $-(1/2 * \text{interval}) < \Delta f < (1/2 * \text{interval})$ [Hz]の範囲外になると、誤って周波数ズレ Δf を算出してしまうことを避けるため、最も周波数ズレ Δf が大きいと考えられるAFC動作開始時に、Intervalとして最も小さい値 T_{MIN} を設定する。

【0074】

さらに、同期はずれ回数カウントに用いる変数 i を初期化し、積分器30の値をリセットする(図5ステップS31)。積分器30の出力 $f_{\text{AFC}} = \sum \Delta f$ (Δf は周波数ズレ検出部31の出力)であるので、ここでは $f_{\text{AFC}} = 0$ とする。

【0075】

次に、周波数ズレ (Δf) 検出を行う。これは、上述した図 2 と図 3 と図 4 と (1) 式とで示す方法を用いる。つまり、受信した既知の Q P S K 信号を移動局発振器 2 4 から生成したクロックで、Interval の区間あけて取り出した 2 つのシンボルの片方を複素共役にして掛け合わせ (図 2 参照)、掛け合わせた信号の位相を C O R D I C を用いて算出し (図 3 参照)、更に (1) 式によって周波数に変換する。

【0076】

その後、周波数ズレ (Δf) を算出して出力し、積分器 3 0 を通して移動局発信器 2 4 に A F C 信号として加えることによって A F C を掛ける (図 5 ステップ S 3 2)。

【0077】

次に、同期はずれかどうかを検出する (図 5 ステップ S 3 3)。これは同期検出部 2 8 において受信信号を復号することができない、もしくは p i l o t 等の既知データを検出することができない、または電力レベルが一定値に達しない等によって判断され、制御部 3 2 及び周波数ズレ検出部 3 1 に伝えられる。

【0078】

同期はずれの場合、制御部 3 2 は図示せぬタイマをかけて時間をおき (図ステップ S 3 4)、再度 Interval 及び変数 i 及び積分器 3 0 の値を初期化して (図 5 ステップ S 3 1)、上記の動作を続行する。

【0079】

同期はずれでない場合、次に算出した周波数ズレ Δf の値が、予め定めた値 f_{th} より小さいかどうかを判断し ($\Delta f < f_{th}$) (図 5 ステップ S 3 5)、小さくない場合には変数 i に 0 をセットし (図 5 ステップ S 3 8)、再び周波数ズレ Δf を検出する。

【0080】

小さい場合には、変数 i に 1 を加算し ($i = i + 1$) (図 5 ステップ S 3 6)、変数 i の値が予め定めた値 c o u n t と等しいかどうかを判断し、値が等しく (図 5 ステップ S 3 7)、かつ Interval の値が予め定めた最大値 T_{MAX} でない場合 (図 5 ステップ S 3 9)、Interval の値に予め定めた ΔT の

値を加えてIntervalを広げ、変数iの値を0にセットする（図5ステップS40）。

【0081】

この最大値 T_{MAX} の値は電波の伝搬路の状態等によってIntervalを大きくしすぎると、周波数検出を誤る場合があることを加味して決められるものである。

【0082】

これらの動作によって周波数ズレ Δf が安定してくると、Intervalを広げて精度を得、同期がはずれるとIntervalを広げて、広範囲の周波数ズレ Δf に対応することができる。

【0083】

このように、位相ズレ $\Delta \theta$ の算出の \tan^{-1} の計算に既存の方法であるCORDICを用いる場合、簡単な回路または処理を付加するだけで、 $\pm \pi$ の範囲の算出を行うことができる。

【0084】

また、AFCがそもそも、フィードバックを掛けることによって、周波数ズレ Δf を小さくしてゆくという性質を利用し、周波数誤差が大きい場合に周波数誤差検出に用いる2つの信号のインターバルを短くし、周波数誤差が小さくなってくるとインターバルを長くするように制御することによって、少ないタップ数でかつ周波数誤差が小さく、大きな周波数誤差に対応することができる。尚、基地局1の周波数精度は厳しい規格で規定されているので、複数の基地局間での周波数ずれは小さく、上記の制御に影響を与えるものではない。

【0085】

図6は本発明の他の実施例における信号処理を示すフローチャートである。この図6を参照して本発明の他の実施例の動作について説明する。ここで、図6に示す信号処理は(1)式における \tan^{-1} (ArcTangent: 逆正弦)の計算にCORDICを用い、かつ $\pm \pi \text{ rotate}$ (位相回転、 $\pi = 180$ 度)を用いることによって、 $\pm \pi$ の範囲で \tan^{-1} の計算を可能にした例を示している。

【0086】

入力信号 $conj I$, $cong Q$ を計算に用いる $CORDIC i$, $CORDIC q$ に代入し、タップ (tap) 数のカウントに用いる変数 k 及び位相の計算に用いる $phase$ の値を初期化し、 $border$ の値に $\sin(S[tap \text{ 数}])$ をセットする (図6ステップS41)。この時、 $S[k] = \tan^{-1}(2^{-k})$ であり、タップ数は予め定めた値である。

【0087】

次に、 $CORDIC i$ が負の数の場合 ($CORDIC i < 0.0$) (図6ステップS42) には、計算したい位相の絶対値は $\pi/2$ 以上であるから、 $CORDIC q$ が正の値か負の値かを調べる (図6ステップS43)。

【0088】

$CORDIC q$ が正の場合 ($CORDIC q > 0.0$) には、($CORDIC i$, $CORDIC q$) で示される信号の位相を $-\pi$ 回転し、 $phase$ に $+\pi$ を代入する (図6ステップS45)。 $CORDIC q$ が負の場合 ($CORDIC q < 0.0$) には、($CORDIC i$, $CORDIC q$) で示される信号の位相を $+\pi$ 回転し、 $phase$ に $-\pi$ を代入する (図6ステップS44)。

【0089】

このとき、位相の $-\pi$ 回転は、

$$CORDIC i = CORDIC i * -1 \quad \dots\dots (9)$$

$$CORDIC q = CORDIC q * -1 \quad \dots\dots (10)$$

という簡単な式で実現することができる。

【0090】

また、位相の $+\pi$ 回転は、

$$CORDIC i = CORDIC i * -1 \quad \dots\dots (11)$$

$$CORDIC q = CORDIC q * -1 \quad \dots\dots (12)$$

という簡単な式で実現することができる。

【0091】

これらの式は $CORDIC i$, $CORDIC q$ の信号の符号を反転するだけであるから、きわめて簡単なハードウェアで実現することができることが分かる。

その後のステップ S 4 6 からステップ S 5 1 の処理動作は上述した本発明の一実施例によるステップ S 6 からステップ S 1 1 の処理動作と同様であるので、その説明については省略する。

【0092】

図 7 は本発明の別の実施例による携帯無線システムの構成を示すブロック図である。図 7 において、本発明の別の実施例による携帯無線システムは複数の基地局 3-1 ~ 3-3 と移動局 4 とから構成され、移動局 4 が複数の基地局 3-1 ~ 3-3 各々のセル内をゆっくりと移動する場合に対応させるためのものである。

【0093】

基地局 3-1 ~ 3-3 は上述した図 1 に示す本発明の一実施例による基地局 1 と同様の構成となっているので、その構成及び動作についての説明は省略する。移動局 4 は移動局アンテナ 4 1 と、移動局無線部 4 2 と、A/D (アナログ/デジタル) コンバータ 4 3 と、フィンガ部 4 4-1, 4 4-2, 4 4-3, ……と、Rake 合成部 4 5 と、AFC 部 4 6 と、AFCD/A 4 7 とから構成されている。

【0094】

移動局無線部 4 2 は移動局発振器 4 2 a を備えている。フィンガ部 4 4-1, 4 4-2, 4 4-3, ……はそれぞれ逆拡散部 4 4 a-1, 4 4 a-2, 4 4 a-3, ……と、図示せぬパワー計算部とを備え、パワー計算部で計算されたパワー値を基にその出力にそれぞれ重み付けを行っている。

【0095】

基地局 3-1 ~ 3-3 各々のアンテナから送信された電波は移動局アンテナ 4 1 で受信され、その信号が移動局無線部 4 2 に送られる。移動局無線部 4 2 で回線周波数からのダウンコンバージョン及び直行復調された QPSK アナログ信号は A/D コンバータ 4 3 によって QPSK デジタル信号に変換され、フィンガ部 4 4-1, 4 4-2, 4 4-3, ……に入力される。

【0096】

フィンガ部 4 4-1, 4 4-2, 4 4-3, ……は各々のタイミングで受信した信号を逆拡散部 4 4 a-1, 4 4 a-2, 4 4 a-3, ……で逆拡散して R a

k e 合成部 4 5 に出力される。その際、フィンガ部 4 4 - 1, 4 4 - 2, 4 4 - 3, ……から R a k e 合成部 4 5 への信号は各々パワー計算部で計算されたパワー値に応じて重み付けされている。つまり、フィンガ部 4 4 - 1, 4 4 - 2, 4 4 - 3, ……から R a k e 合成部 4 5 への信号は基地局 3 - 1 ~ 3 - 3 毎に重み付けされている。

【0097】

R a k e 合成部 4 5 はフィンガ部 4 4 - 1, 4 4 - 2, 4 4 - 3, ……各々の信号を合成して図示せぬデータ処理部と A F C 部 4 6 とに出力される。A F C 部 4 6 は上述した本発明の一実施例と同様に、位相ズレ $\Delta \theta$ の算出の \tan^{-1} の計算に C O R D I C を用いた A F C を行い、A F C D / A 4 7 は A F C 部 4 6 からのデジタル信号をアナログ信号に変換し、移動局発振器 4 2 a の A F C ポートに周波数ズレ信号として出力する。

【0098】

移動局発振器 4 2 a は A F C ポートに入力された周波数ズレ信号によって発信周波数を調節する。ここで、基地局発振器は移動局発振器 4 2 a に比べてより正確な周波数の信号を生成している。これによって、上記の効果のほかに、移動局 4 が複数の基地局 3 - 1 ~ 3 - 3 各々のセル内をゆっくりと移動する場合でも、基地局 3 - 1 ~ 3 - 3 各々の周波数にあわせて対応させることができる。

【0099】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、携帯無線装置の内蔵発振器の周波数ズレをより周波数精度の高い基地局から送られた受信波を基準に検出しかつ周波数ズレを内蔵発振器にフィードバックすることで内蔵発振器の周波数を合わせる自動周波数制御を用いる携帯無線システムにおいて、内蔵発振器で生成したタイミングを基に基地局で変調された既知データから取り出した 2 つのシンボルの位相差を算出し、その算出された位相差を 2 つのシンボルのインターバルで割ることで内蔵発振器の周波数ズレを算出し、算出された位相差が予め定めた設定値より小さい時にインターバルを広げかつ当該位相差が設定値より大きい時にインターバルを縮める制御を行うことによって、少ないタップ数でかつ周波数誤差を小さく

することができ、大きな周波数誤差に対応することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施例による携帯無線システムの構成を示すブロック図である。

【図 2】

本発明の一実施例における伝送フォーマットを示す模式図である。

【図 3】

本発明の一実施例における信号処理を示すフローチャートである。

【図 4】

本発明の一実施例における制御を示すフローチャートである。

【図 5】

本発明の一実施例における制御を示すフローチャートである。

【図 6】

本発明の他の実施例における信号処理を示すフローチャートである。

【図 7】

本発明の別の実施例による携帯無線システムの構成を示すブロック図である。

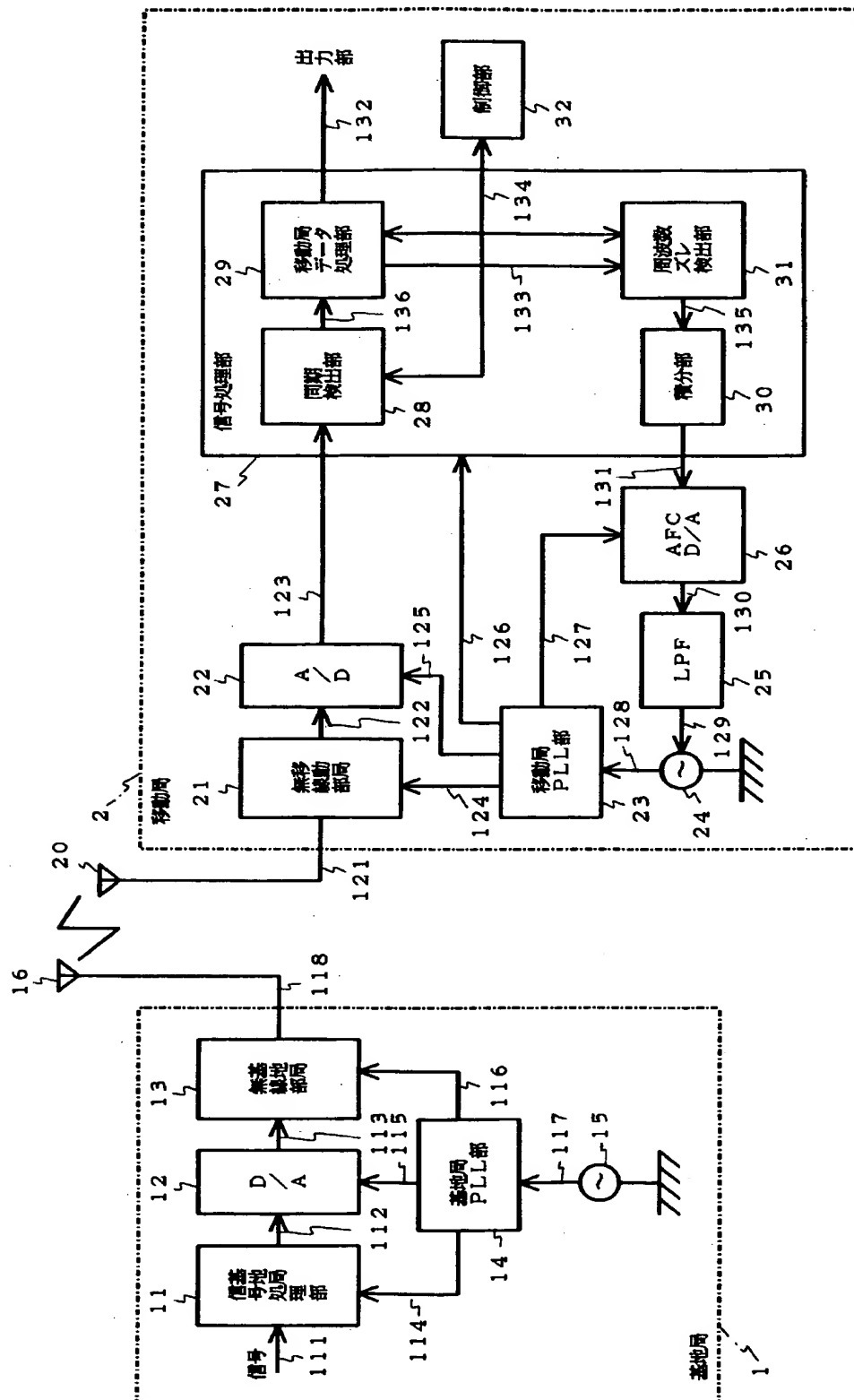
【符号の説明】

- 1, 3 - 1 ~ 3 - 3 基地局
- 2, 4 移動局
- 1 1 基地局信号処理部
- 1 2 D/Aコンバータ
- 1 3 基地局無線部
- 1 4 基地局PLL部
- 1 5 基地局発振器
- 1 6 基地局アンテナ
- 2 0, 4 1 移動局アンテナ
- 2 1, 4 2 移動局無線部
- 2 2, 4 3 A/Dコンバータ
- 2 3 移動局PLL部

- 2 4, 4 2 a 移動局発振器
- 2 5 L P F
- 2 6, 4 7 A F C D / A
- 2 7 信号処理部
- 2 8 同期検出部
- 2 9 移動局データ処理部
- 3 0 積分器
- 3 1 周波数ズレ検出部
- 3 2 制御部
- 4 4 - 1 ~ 4 4 - 3 フィンガ部
- 4 4 a - 1 ~ 4 4 a - 3 逆拡散部
- 4 5 R a k e 合成部
- 4 6 A F C 部

【書類名】 図面

【図 1】



【図 2】

(a)

既知の QPSK



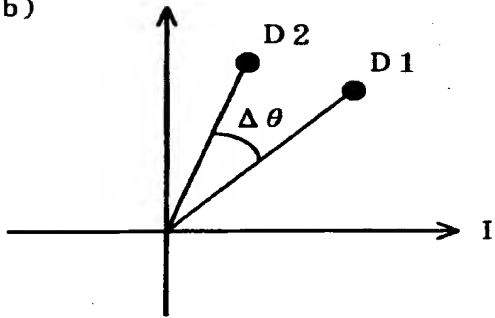
AFC に用いる
シンボルタイミング 1



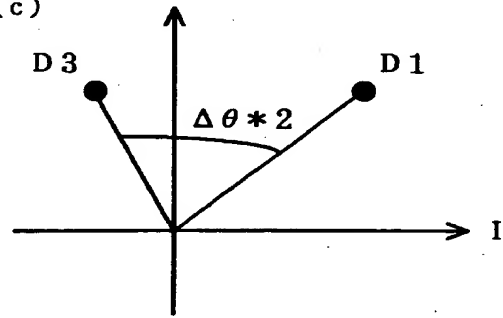
AFC に用いる
シンボルタイミング 2



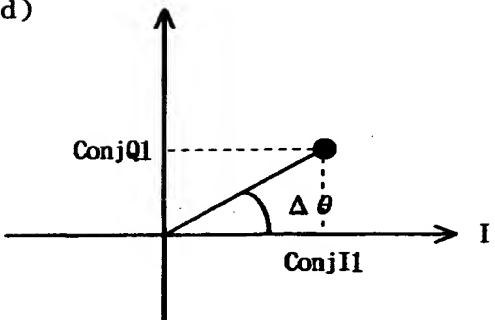
(b)



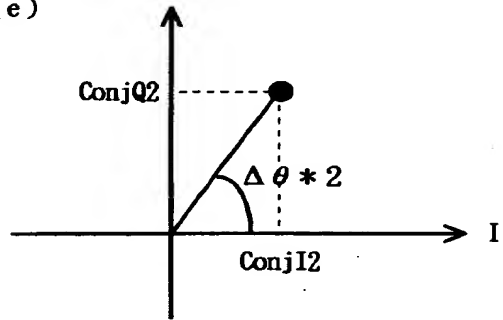
(c)



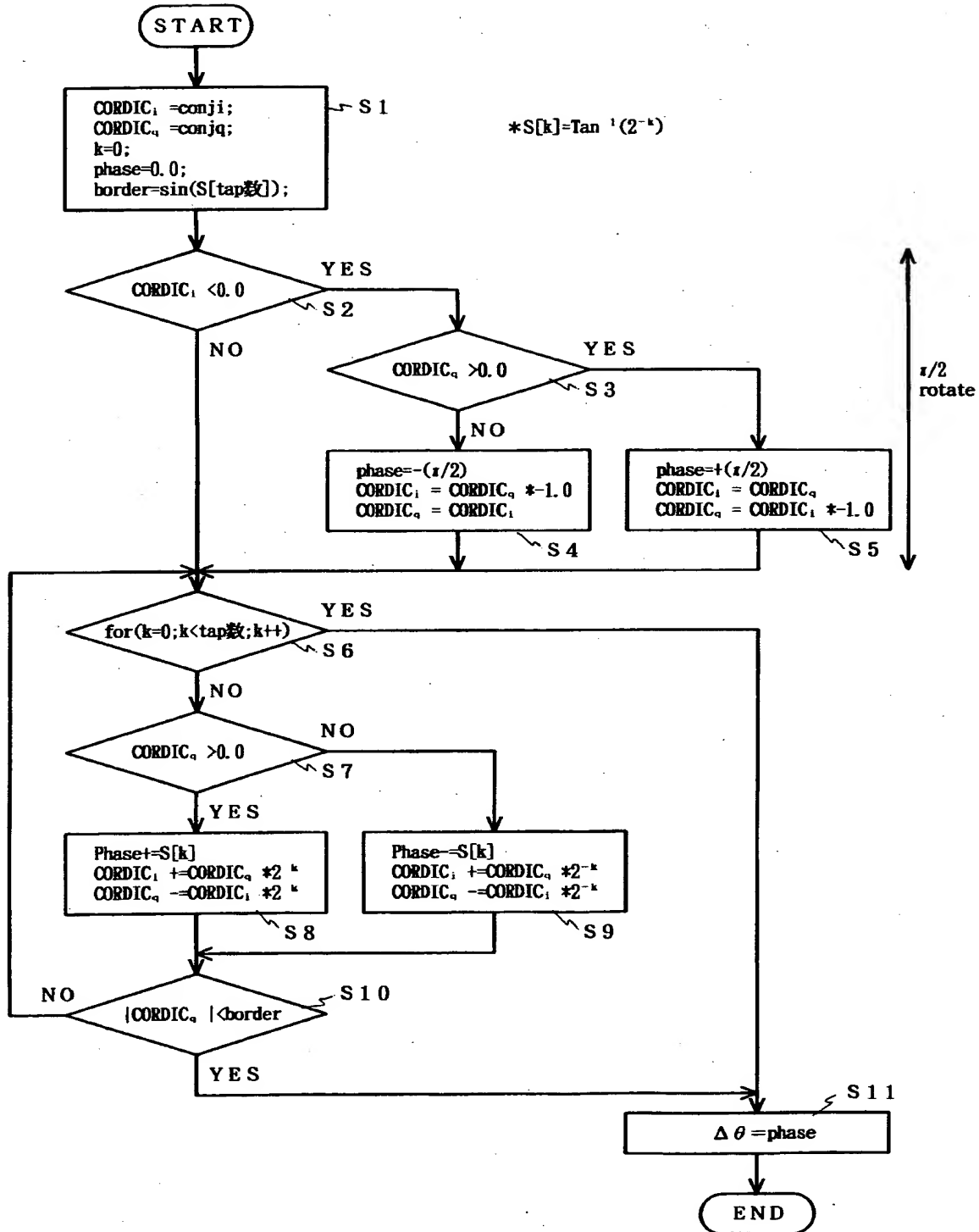
(d)



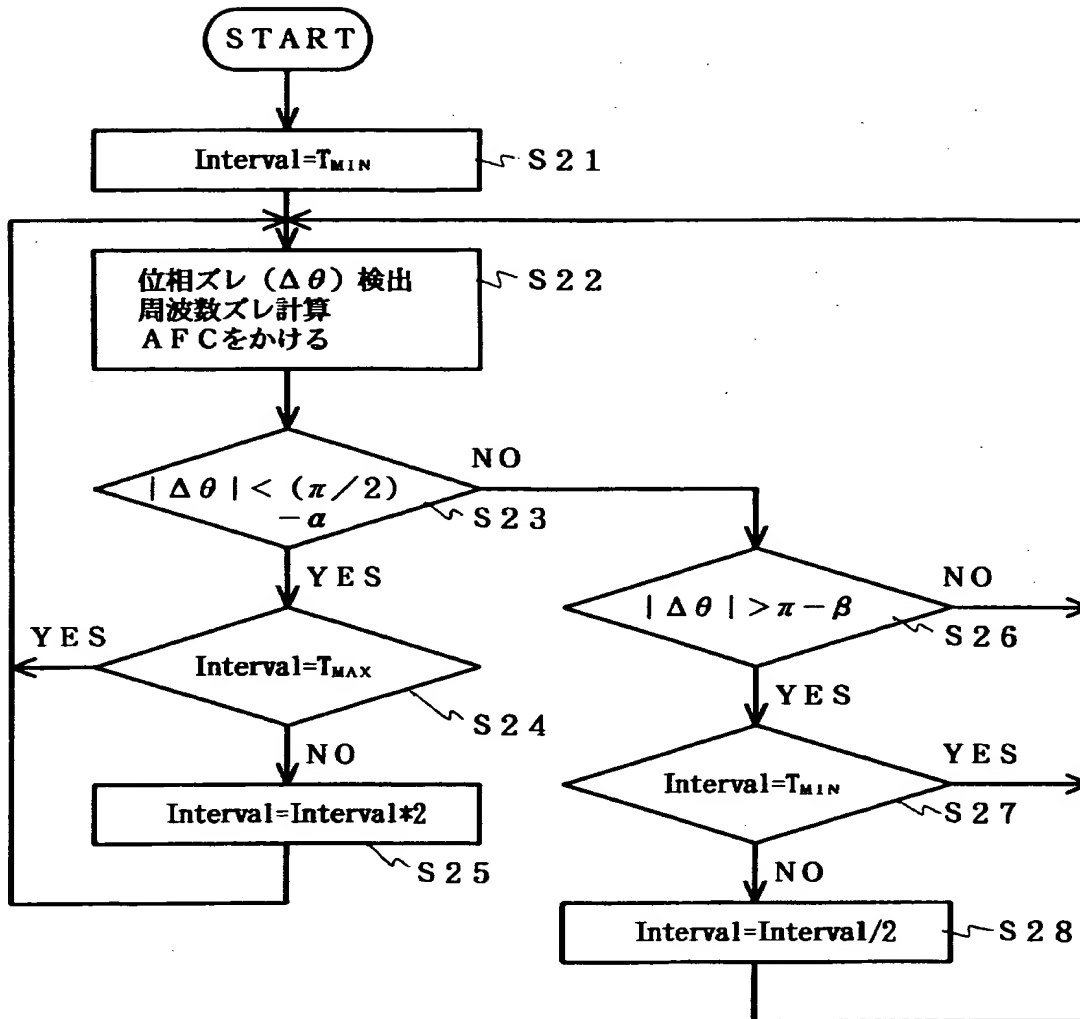
(e)



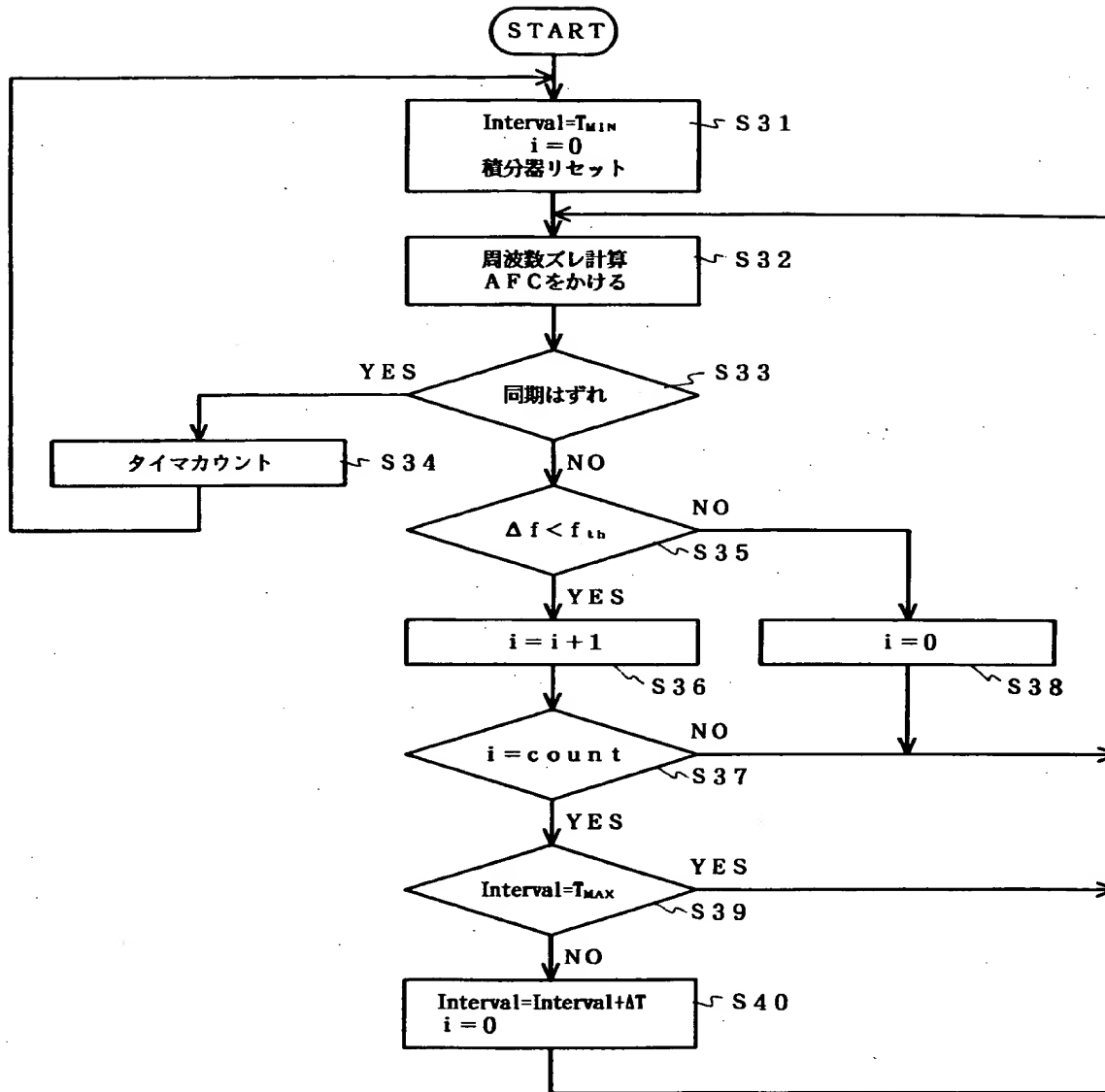
【図 3】



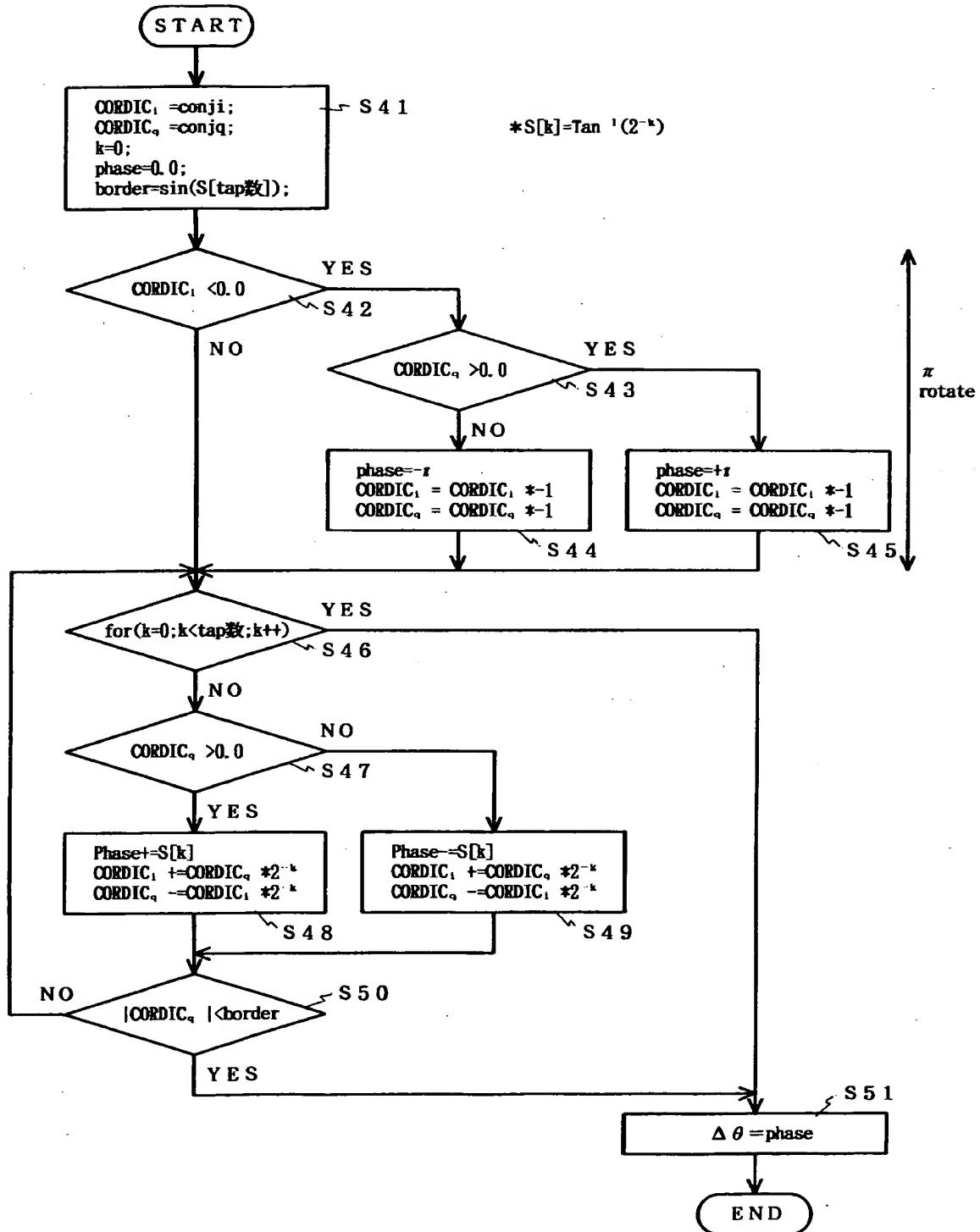
【図4】



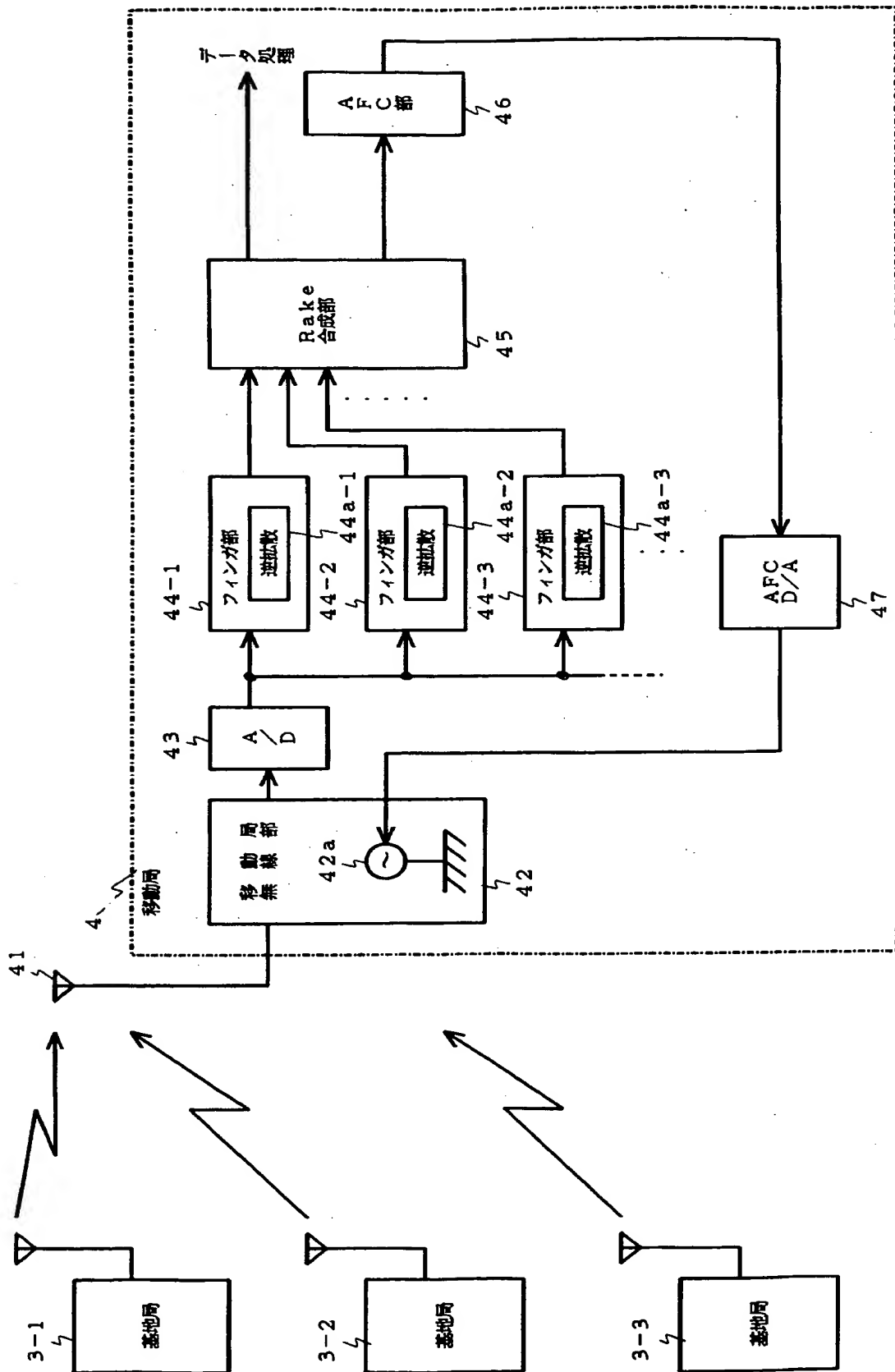
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 少ないタップ数でかつ周波数誤差を小さくし、大きな周波数誤差に対応可能な携帯無線システムを提供する。

【解決手段】 移動局データ処理部 2 9 は同期検出部 2 8 から受信したデータから A F C で用いるための既知の Q P S K 信号を取り出して周波数ズレ検出部 3 1 に渡す。周波数ズレ検出部 3 1 は既知の Q P S K 信号及び移動局発振器 2 4 から移動局 P L L 部 2 3 を介して送られてくるクロックを用いて移動局発振器 2 4 の周波数ズレを検出し、周波数ズレを積分器 3 0 に送る。積分器 3 0 はその都度算出された周波数ズレの値を積分し、A F C D / A 2 6 にデジタル信号として渡す。このデジタル信号が A F C D / A 2 6 で変換されたアナログ信号は L P F 2 5 を通って移動局発振器 2 4 の A F C ポートに周波数ズレ信号として入力され、発信周波数が調節される。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社